

# PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2003-240620

(43)Date of publication of application : 27.08.2003

(51)Int.Cl.

G01F 1/696  
F02D 45/00  
G01K 7/24  
// G01P 5/12

(21)Application number : 2002-042953

(71)Applicant : HITACHI LTD

(22)Date of filing : 20.02.2002

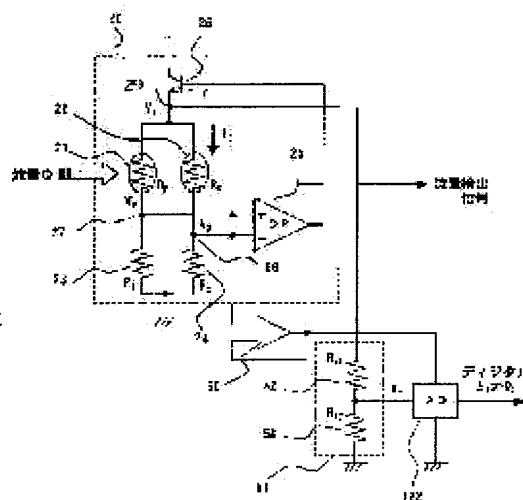
(72)Inventor : MATSUMURA TAKASHI

## (54) GAS FLOW MEASURING DEVICE

### (57)Abstract:

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To provide a gas flow measuring device having a digital circuit capable of taking out an easy and highly-accurate gas temperature detection signal with simple arrangement and a small cost increase.

**SOLUTION:** A voltage  $V_3$  at the connection point between a gas temperature measuring resistor 22 and a fixed resistance 24 connected mutually in series in a bridge circuit is used as a reference voltage of an analog/digital conversion circuit 122, and the voltage corresponding to a voltage  $V_1$  between the bridge circuit and the ground is supplied as an input signal of the analog/digital conversion circuit 122. A function substantially similar to that of an analog divider is imparted to the analog/digital conversion circuit 122 by utilizing effectively the analog/digital conversion circuit 122, thereby to dispense with the analog divider, and hereby a gas temperature signal can be calculated with simple arrangement independently of the voltages  $V_1$ ,  $V_3$ . Since the gas temperature digital signal has linearity to the gas temperature change, an arithmetic circuit for performing complicated operation on correspondence between the gas temperature and the digital signal is not required.



(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号  
特開2003-240620  
(P2003-240620A)

(43)公開日 平成15年 8月27日 (2003. 8. 27)

(51)Int.Cl.<sup>7</sup>

識別記号

F I

テームコード\* (参考)

G 0 1 F 1/696

F 0 2 D 45/00

G 0 1 K 7/24

// G 0 1 P 5/12

3 6 0

F 0 2 D 45/00

G 0 1 P 5/12

G 0 1 F 1/68

G 0 1 K 7/24

3 6 0 F 2 F 0 3 5

M 2 F 0 5 6

2 0 1 Z 3 G 0 8 4

A

審査請求 未請求 請求項の数 9 O L (全 16 頁)

(21)出願番号 特願2002-42953(P2002-42953)

(22)出願日 平成14年 2月20日 (2002. 2. 20)

(71)出願人 000005108

株式会社日立製作所

東京都千代田区神田駿河台四丁目 6 番地

(72)発明者 松村 隆史

茨城県ひたちなか市大字高場2520番地 株

式会社日立製作所自動車機器グループ内

(74)代理人 100077816

弁理士 春日 譲

Fターム(参考) 2F035 AA02 EA03 EA05

2F056 RA02 RA04 RA10

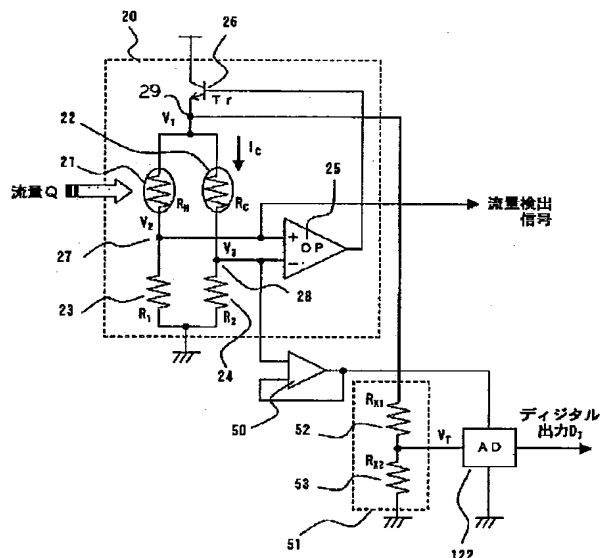
3G084 DA13 EA02 EA03 EC04 FA08

(54)【発明の名称】 気体流量測定装置

(57)【要約】

【課題】簡単な構成でコスト上昇が小さく容易でありながら高精度の気体温度検出信号を取り出せるデジタル回路を有する気体流量測定装置を実現する。

【解決手段】ブリッジ回路の互いに直列に接続された気体温度測定抵抗体22と固定抵抗24との接続点における電圧 $V_3$ をアナログ・デジタル変換回路122の基準電圧とし、このブリッジ回路と接地間の電位 $V_1$ に対応する電圧をアナログ・デジタル変換回路122の入力信号として供給する。アナログ・デジタル変換回路122を有効に利用して、このアナログ・デジタル変換回路122を実質的に除算器と同様な機能を持たせ、除算器を不要とすることにより、簡単な構成で、かつ電圧 $V_1$ 、 $V_3$ と無関係に気体温度信号を算出できる。また、気体温度デジタル信号が気体温度変化に対して直線性を有するので気体温度とデジタル信号との対応関係について複雑な演算を行う演算回路は不要である。



## 【特許請求の範囲】

【請求項 1】 気体流路中に配置される一又は複数の抵抗体と、上記抵抗体に流れる電流又はこの電流に応じて発生する電圧を検出することにより、上記気体流路中に流れる気体流量に応じた気体流量検出信号を出力する気体流量検出回路とを有する気体流量測定装置において、上記抵抗体の一つと直列に接続される固定抵抗と、上記固定抵抗に発生する電圧を基準電圧とし、上記抵抗体と固定抵抗との合成抵抗に発生する電圧を入力電圧として、この入力電圧を上記基準電圧に基づいてデジタル信号に変換し、出力する第 1 のアナログ・デジタル変換回路と、

を備え、上記第 1 のアナログ・デジタル変換回路により、気体温度信号のデジタル出力信号を得ることを特徴とする気体流量測定装置。

【請求項 2】 気体流路中に配置される一又は複数の抵抗体と、上記抵抗体に流れる電流又はこの電流に応じて発生する電圧を検出することにより、上記気体流路中に流れる気体流量に応じた気体流量検出信号を出力する気体流量検出回路とを有する気体流量測定装置において、上記抵抗体と直列に接続される固定抵抗と、上記抵抗体と固定抵抗との合成抵抗に発生する電圧を入力電圧とし、この入力電圧をデジタル信号に変換し、出力する第 1 のアナログ・デジタル変換回路と、上記固定抵抗に発生する電圧を入力電圧とし、この入力電圧をデジタル信号に変換し、出力する第 2 のアナログ・デジタル変換回路と、

上記第 1 のアナログ・デジタル変換回路からのデジタル出力信号を、上記第 2 のアナログ・デジタル変換回路からのデジタル出力信号で除算し、その値を出力する第 1 のデジタル演算回路と、

を備え、上記第 1 のデジタル演算回路により、気体温度信号のデジタル出力信号を得ることを特徴とする気体流量測定装置。

【請求項 3】 請求項 1 又は 2 記載の気体流量測定装置において、デジタル信号に変換された上記気体温度検出信号が入力され、上記デジタル信号をアナログ信号に変換して出力するデジタル・アナログ変換回路を、さらに備えることを特徴とする気体流量測定装置。

【請求項 4】 請求項 1 又は 2 記載の気体流量測定装置において、デジタル信号に変換された上記気体温度検出信号が入力され、入力されたデジタル信号に基づいてパルス信号を出力するパルス変換回路を備えることを特徴とする気体流量測定装置。

【請求項 5】 請求項 1 記載の気体流量測定装置において、上記気体流量検出回路から出力される気体流量検出信号をデジタル値に変換する第 2 のアナログ・デジタル変換回路と、この第 2 のアナログ・デジタル変換回路の出力信号と上記第 1 のアナログ・デジタル変換回路の出力信号とが入力され、上記気体流量検出信号の温度依存

誤差の補正をするデジタル演算回路とをさらに備えることを特徴とする気体流量測定装置。

【請求項 6】 請求項 2 記載の気体流量測定装置において、上記気体流量検出回路から出力される気体流量検出信号をデジタル値に変換する第 3 のアナログ・デジタル変換回路と、この第 3 のアナログ・デジタル変換回路の出力信号と上記第 1 のデジタル演算回路の出力信号とが入力され、上記気体流量検出信号の温度依存誤差の補正をする第 2 のデジタル演算回路とをさらに備えることを特徴とする気体流量測定装置。

【請求項 7】 請求項 5 又は 6 記載の気体流量測定装置において、回路基板と、この回路基板の温度を測定する温度センサと、この温度センサからの回路基板温度検出信号をデジタル値に変換する第 4 のアナログ・デジタル変換回路とをさらに備え、上記気体流量検出信号、上記気体温度信号、及び上記回路基板温度検出信号のデジタル値を用いて、上記気体流量検出信号の温度依存誤差の補正をすることを特徴とする気体流量測定装置。

【請求項 8】 請求項 5 又は 6 記載の気体流量測定装置において、回路基板と、この回路基板の温度を測定する温度センサと、この温度センサからの回路基板温度検出信号と上記気体温度信号とのいずれかひとつの信号を互いに切り替えて上記第 1 のアナログ・デジタル変換回路に入力するスイッチ手段とをさらに備え、上記気体流量検出信号、上記気体温度信号、及び上記回路基板温度検出信号のデジタル値を用いて、上記気体流量検出信号の温度依存誤差の補正をすることを特徴とする気体流量測定装置。

【請求項 9】 気体流路中に配置される発熱抵抗と、この発熱抵抗に直列に接続される第 1 の固定抵抗と、上記気体流路中に配置される気体温度測定抵抗と、この気体温度測定抵抗に直列に接続される第 2 の固定抵抗と、これら発熱抵抗、第 1 の固定抵抗、気体温度測定抵抗及び第 2 の固定抵抗を有するブリッジ回路に流れる電流を制御する電流制御手段と、上記ブリッジ回路に流れる電流に基づいて、上記気体流路中に流れる気体流量に応じた気体流量検出信号を出力する気体流量検出回路とを有する気体流量測定装置において、

上記発熱抵抗と第 1 の固定抵抗との接続点における電圧又は上記気体温度測定抵抗と第 2 の固定抵抗との接続点における電圧を基準電圧とし、上記気体温度測定抵抗と第 2 の固定抵抗との合成抵抗に発生する電圧を入力電圧として、この入力電圧を、上記基準電圧に基づいてデジタル信号に変換し、出力するアナログ・デジタル変換回路を備え、このアナログ・デジタル変換回路により、気体温度信号のデジタル出力信号を得ることを特徴とする気体流量測定装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、エンジン（内燃機

関)の吸入空気流量測定用の気体流量測定装置に係わり、特に、気体流量のみならず、気体温度検出信号も得るのに好適な気体流量測定装置に関する。

#### 【0002】

【従来の技術】自動車用エンジンにおいては、燃料噴射量を制御するために吸入空気流量を測定する必要がある。

【0003】この吸入空気流量を測定する装置の一種に、発熱抵抗体式気体流量測定装置がある。この発熱抵抗体式気体流量測定装置における検出回路は、吸気流路に設置した発熱抵抗体(ホットワイヤ、あるいは熱線などとも呼ばれる)、気体温度測定抵抗体(コールドワイヤ、あるいは冷線などとも呼ばれる)、及び2つの固定抵抗によって構成されるブリッジ回路を有している。

【0004】そして、このブリッジ回路における発熱抵抗体の温度を常に一定に保ってブリッジ回路の抵抗バランスを維持するように給電制御する構成となっている。

【0005】このように構成することにより、吸気流路内の吸気流量の増加に応じて発熱抵抗体の放熱量が増加する。一方、発熱抵抗体の温度を一定に保つために供給する電流が増加するので、この発熱抵抗体と直列接続関係にある固定抵抗に現れる電圧 $V_2$ に基づいて空気流量を測定することができる。

【0006】そして、この電圧 $V_2$ を、要求される空気流量対信号特性となるように、所定の入出力特性をもった調整演算回路で処理することにより、この調整演算回路から空気流量と所定の関係にある流量信号として出力することができる。

【0007】ところで、気体流量測定装置の出力信号特性は温度が変化しても出力信号変化が小さい、すなわち、温度依存誤差が小さいことが望ましい。

【0008】この温度依存誤差は、大きく分けて、回路基板温度が一定で気体温度が変化することにより発生する気体温度依存誤差、および、気体温度が一定で回路基板温度が変化することにより発生する基板温度依存誤差の2つがある。

【0009】この温度依存誤差を小さくするために、気体温度、基板温度検出信号から、気体流量検出信号の温度依存誤差を補正する必要がある。

【0010】このうち、気体温度依存誤差の補正では、例えば、特開平11-37815号公報に記載されている技術がある。この公報記載の技術にあっては、吸入空気流路内にサーミスタなどの独立した温度センサを配置し、この温度検出信号を用いてデジタル演算により気体温度依存誤差の補正をする。

【0011】しかし、サーミスタは安価であるが、抵抗値は温度の逆数の指数関数であるので温度検出信号が温度に対し非直線となるため、デジタル演算の際に演算が複雑になり、回路構成が複雑になってしまう。

【0012】また、サーミスタの代わりに、その出力特

性の直線性が良好なPt(白金)抵抗体を用いることも可能であるが、高価であるため、装置価格が上昇してしまい、好ましいものではない。

【0013】そこで、上述したように気体流量測定装置には、気体温度測定抵抗体が配置されているので、これに着目し、気体流量測定装置から空気流量信号を得るのはもちろん、それとともに、気体温度検出信号を出力させる方法がいくつか提案されている。

【0014】例えば、特開平5-164583号公報記載の技術においては、気体温度測定抵抗体を定電流で駆動して電圧降下を取り出し、気体温度検出信号を得るとともに、発熱抵抗体の定温度制御回路に乗算回路を接続し、上記電圧降下を定温度制御回路の入力に乗算するようにしている。

【0015】また、特開平7-139985号公報や特開平8-86678号公報にも、気体温度検出信号を得る技術が記載されている。

【0016】つまり、上記公報記載の技術にあっては、気体温度検出抵抗体と固定抵抗との合成抵抗に現れる電圧 $V_1$ 、又は、発熱抵抗体と固定抵抗との合成抵抗に現れる電圧 $V_1$ と、気体温度検出抵抗体とグラウンド間に直列に接続した固定抵抗に現れる電圧 $V_3$ 、又は、発熱抵抗体とグラウンド間に直列に接続した固定抵抗に現れる電圧 $V_2$ とを、アナログ回路で構成した除算回路に入力して、 $V_1/V_2$ 、又は $V_1/V_3$ を得ることにより、気体温度検出信号を得る構成となっている。

#### 【0017】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、上述した従来の技術にあっては、気体温度検出信号を得るために、アナログ回路で構成した乗算回路や除算回路を用いているため、回路のばらつきが大きく、調整工数が増えるおそれがあった。

【0018】また、アナログ回路には温度依存誤差があるために、回路部分の温度が変化した場合、気体温度は変化していないにも拘わらず、気体温度検出信号出力が変化するおそれがある。したがって、温度依存誤差を小さくするための、設計工数や調整工数が増え、コストアップとなることになってしまう。

【0019】そこで、気体流量検出回路の出力誤差を高精度に補正するために、デジタル回路を用いて気体温度検出信号を得ることが考えられる。

【0020】しかし、気体温度検出信号を得るために、単にデジタル回路を適用したのでは、回路構成が複雑となり、価格上昇を招くことになってしまう。

【0021】本発明の目的は、簡単な構成で、コスト上昇が小さく、容易でありながら高精度の気体温度検出信号を取り出すことが可能なデジタル回路を有する気体流量測定装置を実現することである。

#### 【0022】

【課題を解決するための手段】本発明は、上記目的を達

成するために、以下のように構成される。

(1) 気体流路中に配置される一又は複数の抵抗体と、上記抵抗体に流れる電流又はこの電流に応じて発生する電圧を検出することにより、上記気体流路中に流れる気体流量に応じた気体流量検出信号を出力する気体流量検出回路とを有する気体流量測定装置において、上記抵抗体の一つと直列に接続される固定抵抗と、上記固定抵抗に発生する電圧を基準電圧とし、上記抵抗体と固定抵抗との合成抵抗に発生する電圧を入力電圧として、この入力電圧をデジタル信号に変換し、出力する第1のアナログ・デジタル変換回路と、を備え、上記第1のアナログ・デジタル変換回路により、気体温度信号のデジタル出力信号を得る。

【0023】(2) 気体流路中に配置される一又は複数の抵抗体と、上記抵抗体に流れる電流又はこの電流に応じて発生する電圧を検出することにより、上記気体流路中に流れる気体流量に応じた気体流量検出信号を出力する気体流量検出回路とを有する気体流量測定装置において、上記抵抗体と直列に接続される固定抵抗と、上記抵抗体と固定抵抗との合成抵抗に発生する電圧を入力電圧とし、この入力電圧をデジタル信号に変換し、出力する第1のアナログ・デジタル変換回路と、上記固定抵抗に発生する電圧を入力電圧とし、この入力電圧をデジタル信号に変換し、出力する第2のアナログ・デジタル変換回路と、上記第1のアナログ・デジタル変換回路からのデジタル出力信号を、上記第2のアナログ・デジタル変換回路からのデジタル出力信号で除算し、その値を出力する第1のデジタル演算回路と、を備え、上記第1のデジタル演算回路により、気体温度信号のデジタル出力信号を得る。

【0024】(3) 好ましくは、上記(1)又は(2)において、デジタル信号に変換された上記気体温度検出信号が入力され、上記デジタル信号をアナログ信号に変換して出力するデジタル・アナログ変換回路を、さらに備える。

【0025】(4) また、好ましくは、上記(1)又は(2)において、デジタル信号に変換された上記気体温度検出信号が入力され、入力されたデジタル信号に基づいてパルス信号を出力するパルス変換回路を備える。

【0026】(5) また、好ましくは、上記(1)において、上記気体流量検出回路から出力される気体流量検出信号をデジタル値に変換する第2のアナログ・デジタル変換回路と、この第2のアナログ・デジタル変換回路の出力信号と上記第1のアナログ・デジタル変換回路の出力信号とが入力され、上記気体流量検出信号の温度依存誤差の補正をするデジタル演算回路とをさらに備える。

【0027】(6) また、好ましくは、上記(2)において、上記気体流量検出回路から出力される気体流量検出信号をデジタル値に変換する第3のアナログ・デジタ

ル変換回路と、この第3のアナログ・デジタル変換回路の出力信号と上記第1のデジタル演算回路の出力信号とが入力され、上記気体流量検出信号の温度依存誤差の補正をする第2のデジタル演算回路とをさらに備える。

【0028】(7) また、好ましくは、上記(5)又は(6)において、回路基板と、この回路基板の温度を測定する温度センサと、この温度センサからの回路基板温度検出信号をデジタル値に変換する第4のアナログ・デジタル変換回路とをさらに備え、上記気体流量検出信号、上記気体温度信号、及び上記回路基板温度検出信号のデジタル値を用いて、上記気体流量検出信号の温度依存誤差の補正をする。

【0029】(8) また、好ましくは、上記(5)又は(6)において、回路基板と、この回路基板の温度を測定する温度センサと、この温度センサからの回路基板温度検出信号と上記気体温度信号とのいずれかひとつの信号を互いに切り替えて上記第1のアナログ・デジタル変換回路に入力するスイッチ手段とをさらに備え、上記気体流量検出信号、上記気体温度信号、及び上記回路基板温度検出信号のデジタル値を用いて、上記気体流量検出信号の温度依存誤差の補正をする。

【0030】(9) 気体流路中に配置される発熱抵抗と、この発熱抵抗に直列に接続される第1の固定抵抗と、上記気体流路中に配置される気体温度測定抵抗と、この気体温度測定抵抗に直列に接続される第2の固定抵抗と、これら発熱抵抗、第1の固定抵抗、気体温度測定抵抗及び第2の固定抵抗を有するブリッジ回路に流れる電流を制御する電流制御手段と、上記ブリッジ回路に流れる電流に基づいて、上記気体流路中に流れる気体流量に応じた気体流量検出信号を出力する気体流量検出回路とを有する気体流量測定装置において、上記発熱抵抗体と第1の固定抵抗との接続点における電圧又は上記気体温度測定抵抗と第2の固定抵抗との接続点における電圧を基準電圧とし、上記気体温度測定抵抗と第2の固定抵抗との合成抵抗に発生する電圧を入力電圧として、この入力電圧を、上記基準電圧に基づいてデジタル信号に変換し、出力するアナログ・デジタル変換回路を備え、このアナログ・デジタル変換回路により、気体温度信号のデジタル出力信号を得る。

【0031】上述した(1)に記載した発明によれば、第1のアナログ・デジタル変換回路が有効に利用され、この第1のアナログ・デジタル変換回路が実質的に除算器と同様な機能を持つこととなる。このため、除算器を不要とすることにより、簡単な構成で、しかも、上記基準電圧及び入力電圧の変化とは無関係に気体温度信号のデジタル値を算出することができる。

【0032】また、気体温度信号のデジタル値は、気体温度の変化に対して直線性を有するように構成したので、テーブル等は不要となる。

【0033】したがって、簡単な構成で、コスト上昇が

小さく、容易でありながら高精度の気体温度検出信号を取り出すことが可能なデジタル回路を有する気体流量測定装置を実現することができる。

【0034】また、上述した(2)に記載した発明によれば、気体温度信号のデジタル出力を得る回路構成は種々考えられるが、上記(2)のように構成すれば、簡単な構成とすることができるとともに、基準電圧及び入力電圧の変化とは無関係に気体温度信号のデジタル値を算出することができる。

【0035】したがって、簡単な構成で、コスト上昇が小さく、容易な方法でありながら高精度の気体温度検出信号を取り出すことが可能なデジタル回路を有する気体流量測定装置を実現することができる。

#### 【0036】

【発明の実施の形態】以下、本発明による気体流量測定装置の実施形態について、添付図面を参照して詳細に説明する。

【0037】まず、本発明の第1の実施形態について、図1及び図2を用いて説明する。図1は本発明の第1の実施形態である気体流量測定装置における気体温度検出回路の概略構成を示す図であり、図2は第1の実施形態である気体流量測定装置10を気体通路ボディ200に実装した状態の概略断面図である。

【0038】図1において、気体流量検出回路20は、吸気流路に配置した発熱抵抗体(ホットワイヤ、あるいは熱線などとも呼ばれる)21と気体温度測定抵抗体(コールドワイヤ、あるいは冷線などとも呼ばれる)22と2つの固定抵抗23、24によってブリッジ回路を備えている。

【0039】そして、発熱抵抗体21と固定抵抗23との接続点における直列抵抗端子27は、演算増幅器25の非反転入力端子に接続される。また、気体温度測定抵抗体22と固定抵抗24との接続点における直列接続端子28は演算増幅器25の反転入力端子に接続される。

【0040】発熱抵抗体21と気体温度測定抵抗体22との接続点には、パワートランジスタ26のエミッタが接続されている。また、パワートランジスタ26のコレクタは、電源に接続されている。そして、パワートランジスタ26のベースには演算増幅器25の出力端子が接続されている。また、固定抵抗23と24との接続点はグラウンドに接続されている。

【0041】そして、上記構成において、ブリッジ回路のバランス状態を演算増幅器25で検出して、このブリッジ回路をバランスさせるようにパワートランジスタ26を制御して発熱抵抗体21の温度を保つ給電制御を行なう。

【0042】このようにブリッジ回路への給電制御を行なうと、発熱抵抗体21と固定抵抗体23との接続点である直列接続端子27には、気体流量Qに対応した大きさの直流電位(アナログ信号形態の流量信号) $V_2$ が発

生ずる。

【0043】上述した気体流量測定装置10の電子回路は、図2に示すように、測定する気体に触れさせる発熱抵抗体21及び気体温度測定抵抗体22を除いてハイブリッドIC基板11上に実装される。

【0044】ハイブリッドIC基板11はアルミニウムなどの熱伝導性の良いベース12上に接着して取り付けられ、さらに樹脂成形により構成したケース13に取り付けられる。

【0045】ケース13は、内燃機関の吸気流路を形成する気体通路ボディ200に取り付けて気体流量検出回路20の発熱抵抗体21と気体温度測定抵抗体22及びベース12とを吸気流路201を流れる気体にさらす構成である。

【0046】そのため、ケース13は、副流路部15と、基板收容室部16と、取り付け顎17と、接続端子部18とを備え、副流路部15内に突出した電極棒14a~14dに発熱抵抗体21と気体温度測定抵抗体22が接続される。また、基板收容室部16に、ベース12に取り付けられたハイブリッドIC基板11が收容される。そして、気体流路ボディ200の側壁に形成した取り付け窓202から副流路部15と基板收容室部16を吸気流路201内に挿し込んで、これらを吸気流路201内に位置するように突出させて顎17を気体流路ボディ200にねじ止め固定する。

【0047】上述のように構成することにより、吸気流路201に流れ込んだ気体の一部が副流路部15に流れ込む。

【0048】なお、電極棒14a~14dはハイブリッドIC基板11に接続し、このハイブリッドIC基板11は、接続端子部18を介して外部装置からの接続ケーブル(図示省略)に接続される。

【0049】このように構成した気体流量測定装置10においては、気体流量検出回路20の抵抗体21~24で構成したブリッジ回路がバランスした状態となるように演算増幅器25がパワートランジスタ26を制御して加熱電流を制御する。

【0050】ところで、発熱抵抗体21は、加熱電流による発熱によって昇温し、その抵抗値が増加するが、副流路15を流れる気体に放熱することによって降温して、その抵抗値が減少しようとする。

【0051】しかし、ブリッジ回路の作用により、この発熱抵抗体21の抵抗値はほぼ一定に保たれるので、副流路15を流れる気体の流量が増えると、発熱抵抗体21の放熱量が増え、発熱抵抗体21に流れる加熱電流が増える。

【0052】これにより、発熱抵抗体21に直列接続された固定抵抗体23には、吸気流路201に流れる気体の流量Qに対応した電圧 $V_2$ が発生する。

【0053】この気体流量検出回路20を用いて、気体

温度を検出するためには図1に示すように、気体温度検出抵抗体22とグラウンドとの間に直列に接続した固定抵抗24との接続点である直列接続端子28に現れる電圧 $V_3$ をバッファ50を介して、アナログ・デジタル変換回路122の基準電圧入力部に接続する（なお、バッファ50は省略することも可能である）。

【0054】そして、気体温度検出抵抗体22と固定抵抗24との合成抵抗に現れる電圧 $V_1$ をレベルシフト回路51に供給するため、気体温度検出抵抗22とパワートランジスタ26のエミッタとの接続点29を抵抗52及び抵抗53を介して接地する。ここで、レベルシフト回路51は抵抗52及び抵抗53を備えるものである。

【0055】レベルシフト回路の出力 $V_T$ 、つまり、抵抗52と抵抗53との接続点における電圧 $V_T$ をアナログ・デジタル変換回路122の変換入力部に供給する。アナログ・デジタル変換回路122は、供給された電圧値 $V_T$ をデジタル値 $D_T$ に変換する。

【0056】上述のように構成することにより、簡単な構成で、かつ、正確な気体温度信号のデジタル出力を得ることができる。その理由を次に説明する。

【0057】抵抗52と抵抗53の抵抗値を、それぞれ、 $R_{x1}$ 、 $R_{x2}$ とすると、次式(1)が成立する。\*

$$D_T = \{2^n \cdot R_{x2} / (R_{x1} + R_{x2})\} \cdot \{(1 + R_{co} / R_2) + (R_{co} / R_2) \cdot \alpha_c \cdot T\} \quad \text{---(7)}$$

上記式(7)から、気体温度信号デジタル出力 $D_T$ は、温度 $T$ の1次式で現わされる出力特性が得られる。

【0058】また、上記式(7)から気体温度信号デジタル出力 $D_T$ は、電圧 $V_1$ 、 $V_3$ と無関係に算出することができる。つまり、気体流量の変化により電圧 $V_1$ 、 $V_3$ が変化しても気体温度信号デジタル出力 $D_T$ は変化せず、また、温度に対するアナログ・デジタル変換の分解能も変化しない。

【0059】図3は、式(7)から得られる、気体温度信号デジタル出力 $D_T$ と気体温度との関係を概略的に示すグラフである。図3に示すように、気体温度信号デジタル出力 $D_T$ はある気体温度以上ではアナログ・デジタル変換回路122の変換範囲を超えて飽和して一定値となる。このため、レベルシフト回路51の抵抗52、53の抵抗値 $R_{x1}$ 、 $R_{x2}$ を所望する上限温度が検出できるように適切に選択すればよい。

【0060】図4は本発明の第1の実施形態における変形例を示す図である。この図4に示す構成としても気体\*

$$D_T = \{2^n \cdot R_{x2} / (R_{x1} + R_{x2})\} \cdot \{1 + (R_{co} / R_1) \cdot (1 + \alpha_H \cdot \Delta T) + (R_{co} / R_1) \cdot \alpha_H \cdot T\} \quad \text{---(9)}$$

上記式(9)から、図1に示した例と同様に、気体温度信号デジタル出力 $D_T$ は、電圧 $V_1$ 、 $V_2$ と無関係に算出ことができ、気体流量の変化により電圧 $V_1$ 、 $V_2$ が変化しても気体温度信号デジタル出力 $D_T$ は変化せず、また、温度に対するアナログ・デジタル変換の分解能も変化しない。

【0064】以上のように、本発明の第1の実施形態に

$$* V_T = R_{x2} \cdot V_1 / (R_{x1} + R_{x2}) \quad \text{---(1)}$$

また、アナログ・デジタル変換回路122の量子数 $q$ は、このアナログ・デジタル変換回路122が $n$ ビット（ $n$ は自然数）の分解能を持ち、入力電圧範囲がグラウンドから $V_3$ までとすると、次式(2)が成立する。

$$q = V_3 / 2^n \quad \text{---(2)}$$

従って、アナログ・デジタル変換回路122からの気体温度信号デジタル出力 $D_T$ は、次式(3)となる。

$$D_T = V_T / q = \{R_{x2} / (R_{x1} + R_{x2})\} \cdot 2^n \cdot V_1 / V_3 \quad \text{---(3)}$$

ここで、気体温度検出抵抗22、固定抵抗24の抵抗値を、それぞれ、 $R_c$ 、 $R_2$ 、気体温度検出抵抗22に流れる電流を $I_c$ とすると、電圧 $V_1$ 、 $V_3$ はそれぞれ、次式(4)及び(5)となる。

$$V_1 = I_c \cdot (R_2 + R_c) \quad \text{---(4)}$$

$$V_3 = I_c \cdot R_2 \quad \text{---(5)}$$

また、気体温度検出抵抗体22の0℃における抵抗値を $R_{co}$ 、温度係数TCRを $\alpha_c$ 、気体温度を $T$ とすると、気体温度検出抵抗22の抵抗値 $R_c$ は1次式で近似して次式(6)で表される。

$$R_c = R_{co} \cdot (1 + \alpha_c \cdot T) \quad \text{---(6)}$$

上記式(4)から式(6)を、式(3)に代入して整理すると次式(7)が得られる。

$$* \text{温度信号のデジタル信号として検出が可能である。}$$

【0061】図4に示す構成は、図1に示す構成とほぼ同様であるが、互いに異なる点は、バッファ50の入力として、気体温度検出抵抗体22と固定抵抗24との接続点における電圧 $V_3$ の代わりに、発熱抵抗体21と固定抵抗23との接続点における電圧 $V_2$ を用いたことである。

【0062】図4に示す構成において、アナログ・デジタル変換回路122の気体温度信号デジタル出力 $D_T$ は、上記式(7)と同様にして導出される。

【0063】すなわち、発熱抵抗体21の0℃における抵抗値を $R_{Ho}$ 、温度係数TCRを $\alpha_H$ 、発熱抵抗体21の気体温度からの加熱温度を $\Delta T$ （個々の装置毎に定められる一定値）とすると、発熱抵抗体21の抵抗値 $R_H$ は次式(8)となる。

$$R_H = R_{Ho} \cdot \{1 + \alpha_H \cdot (T + \Delta T)\} \quad \text{---(8)}$$

また、固定抵抗23の抵抗値を $R_1$ とすれば、気体温度信号デジタル出力 $D_T$ は次式(9)となる。

よれば、ブリッジ回路の互いに直列に接続された、気体温度測定抵抗体22と固定抵抗24との接続点又は発熱抵抗体21と固定抵抗23との接続点における電圧 $V_3$ 又は $V_2$ をアナログ・デジタル変換回路122の基準電圧とし、このブリッジ回路と接地間の電位 $V_1$ に対応する電圧をアナログ・デジタル変換回路122の入力信号として供給するように構成した。

【0065】つまり、アナログ・デジタル変換回路122を有効に利用して、このアナログ・デジタル変換回路122を実質的に除算器と同様な機能を持たせ、除算器を不要とすることにより、簡単な構成で、しかも、電圧 $V_1$ 、 $V_3$ と又は $V_1$ 、 $V_2$ の値と無関係に気体温度信号を算出することができる。

【0066】また、気体温度信号のデジタル信号が、気体温度の変化に対して直線性を有しない場合は、気体温度とデジタル信号との対応関係を示すテーブルを備えて、それを検索したり、複雑な演算を行う演算回路を必要としたりするが、本発明の第1の実施形態においては、気体温度信号のデジタル信号は、気体温度の変化に対して直線性を有するように構成したので、テーブル等は不要となる。

【0067】したがって、簡単な構成で、コスト上昇が小さく、容易でありながら高精度の気体温度検出信号を取り出すことが可能なデジタル回路を有する気体流量測定装置を実現することができる。

【0068】次に、本発明の第2の実施形態について、図5を用い、図1と比較して説明する。

【0069】図5は本発明の第2の実施形態である気体流量測定装置における気体温度検出回路の概略構成を示す図である。

【0070】この図5に示した例と図1に示した例とが異なる点は、図5の例においては、図1の例におけるバッファ50を省き、アナログ・デジタル変換回路123\*

$$D_T = D_{T2} / D_{T3} = \{R_{X2} / (R_{X1} + R_{X2})\} \cdot (V_1 / V_3) \cdot (q_3 / q_2) \\ = \{R_{X2} / (R_{X1} + R_{X2})\} \cdot (q_3 / q_2) \cdot \{1 + (R_{C0} / R_2) \cdot (1 + \alpha_c \cdot T)\} \quad \text{---(14)}$$

ここで、次式(15)、(16)のように仮定する。

$$n = m \quad \text{---(15)}$$

$$V_{cc2} = V_{cc3} \quad \text{---(16)}$$

※

$$D_T = D_{T2} / D_{T3} = \{R_{X2} / (R_{X1} + R_{X2})\} \cdot \{1 + (R_{C0} / R_2) \cdot (1 + \alpha_c \cdot T)\} \quad \text{---(17)}$$

図6は本発明の第2の実施形態における変形例を示す図である。図6に示す構成は、図5の例の構成とほぼ同様であるが、互いに異なる点は、アナログ・デジタル変換回路123の入力として、気体温度検出抵抗体22と固定抵抗24との接続点である接続端子28に現れる電圧 $V_3$ の代わりに、発熱抵抗体21と固定抵抗23と接続★

$$D_T = D_{T2} / D_{T3} = \{R_{X2} / (R_{X1} + R_{X2})\} \cdot \{1 + (R_{C0} / R_1) \cdot (1 + \alpha_H \cdot \Delta T) + (R_{C0} / R_1) \cdot \alpha_H \cdot T\} \quad \text{---(18)}$$

この図6に示す回路構成においては、アナログ・デジタル変換回路123は気体流量検出回路20からの流量検出信号 $V_2$ を入力しており、デジタル値に変換することから、流量検出信号 $V_2$ をデジタル変換して、その他の制御等に使用するのためのデジタル演算回路に入力するアナログ・デジタル変換回路として兼用することができる。

【0075】以上のように、本発明の第2の実施形態によれば、ブリッジ回路の互いに直列に接続された、気体温度測定抵抗体22と固定抵抗24との接続点又は発熱

\*を追加し、追加したアナログ・デジタル変換回路123の変換入力部に気体温度検出抵抗体22と固定抵抗24との接続点である直列接続端子28に現れる電圧 $V_3$ を入力していることである。

【0071】さらに、図5の例においては、アナログ・デジタル変換回路122、123の出力をデジタル演算回路142に入力する。

【0072】なお、アナログ・デジタル変換回路122、123の基準電圧は別途、供給されるが、アナログ・デジタル変換回路122、123は共通基準電圧源とすることも可能である。

【0073】アナログ・デジタル変換回路122、123の量子数 $q_2$ 、 $q_3$ は、分解能が $n$ ビット、 $m$ ビット、変換入力範囲がグラウンドから、電圧 $V_{cc2}$ 、 $V_{cc3}$ とすると、次式(10)、(11)となる。

$$q_2 = V_{cc2} / 2^n \quad \text{---(10)}$$

$$q_3 = V_{cc3} / 2^m \quad \text{---(11)}$$

アナログ・デジタル変換回路122、123のデジタル出力 $D_{T2}$ 、 $D_{T3}$ はそれぞれ、次式(12)、(13)となる。

$$D_{T2} = \{R_{X2} \cdot V_1 / (R_{X1} + R_{X2})\} / q_2 \quad \text{---(12)}$$

$$D_{T3} = V_3 / q_3 \quad \text{---(13)}$$

上記式(12)及び(13)で表せるデジタル出力 $D_{T2}$ 、 $D_{T3}$ をデジタル演算回路142にて互いに除算することにより、次式(14)となり、デジタル演算回路142のデジタル出力 $D_T$ は温度 $T$ の1次式となる。

※上記式(15)、(16)のように仮定すると、次式(17)が得られる。

★点である接続端子27に現れる電圧 $V_2$ を供給したことである。

【0074】この図6に示す例の構成において、デジタル演算回路142における演算出力 $D_T$ は式(17)と同様に導出され、次式(18)となる。

抵抗体21と固定抵抗23との接続点における電圧 $V_3$ 又は $V_2$ をアナログ・デジタル変換回路123の入力信号とし、このブリッジ回路と接地間の電位 $V_1$ に対応する電圧をアナログ・デジタル変換回路122の入力信号として供給する。そして、アナログ・デジタル変換回路122の出力信号 $D_{T2}$ と、アナログ・デジタル変換回路123の出力信号 $D_{T3}$ とをデジタル演算回路142に供給し、気体温度信号デジタル出力 $D_T$ を得るように構成した。

【0076】気体温度信号のデジタル出力を得る回路構



成は種々考えられるが、本発明の第2の実施形態のように構成すれば、簡単な構成とすることができるとともに、電圧 $V_1$ 、 $V_2$ と又は $V_1$ 、 $V_2$ と無関係に気体温度信号を算出することができる。

【0077】したがって、簡単な構成で、コスト上昇が小さく、容易な方法でありながら高精度の気体温度検出信号を取り出すことが可能なデジタル回路を有する気体流量測定装置を実現することができる。

【0078】なお、上述した本発明の第1の実施形態の他にも、アナログ・デジタル変換回路を用いて、気体流量検出回路20から気体温度信号のデジタル値を得る構成は何通りか考えられる。基本的には、温度依存性をもつ発熱抵抗体、または気体温度検出抵抗体単体、若しくはいくつかの固定抵抗を加えた合成抵抗の両端に現れる電圧、および、この発熱抵抗体、または気体温度検出抵抗体に直列に接続した固定抵抗の両端に現れる電圧とを、状況に応じて、レベルシフト回路、バッファなどを追加した上で、どちらかの電圧をアナログ・デジタル変

$$D_T = \{2^n \cdot R_{X2} / (R_{X1} + R_{X2})\} \cdot \{1 + R_{C0} / (R_2 + R_3) + (R_{C0} / (R_2 + R_3)) \cdot \alpha_c \cdot T\} \quad \text{---(19)}$$

このように、図7に示す変形例においても、図1に示した例と同様な効果を得ることができる。

【0083】また、図8は、第1の実施形態のさらなる変形例の概略構成図である。図8に示すように、この図8に示す例は、図1に示す例に対して、アナログ・デジタル変換回路122の基準電圧入力部と変換入力部との接続を入れ替える例である。

【0084】この図8の例においては、次式(20)が成立する。

$$D_T = 2^n / \{1 + (R_{C0} / R_2) \cdot \alpha_c \cdot T\} \quad \text{---(20)}$$

この場合は、図3に示したような、温度に対して直線性をもつ出力信号とはならないが、アナログ・デジタル変換回路122の気体温度信号デジタル出力 $D_T$ の逆数を取る演算処理をすることにより、温度に対して直線性を持つ信号を得ることができる。

【0085】また、図9は、第1の実施形態のさらなる変形例である。図9の例においては、図1の例に気体温度検出抵抗22に代えて、互いに直列に接続された固定

$$D_T = \{2^n \cdot R_{X2} / (R_{X1} + R_{X2})\} \cdot \{1 / (R_2 \cdot (1 / (R_{C0} \cdot (1 + \alpha_c \cdot T)) + 1 / R_3))\} \quad \text{---(21)}$$

この図9に示した例の場合も、温度に対して直線性を持つ出力信号とならないので、温度に対して直線性を持たせた温度信号を得るには気体温度信号デジタル出力 $D_T$ を、図8の例と同様な演算処理を行えばよい。

【0091】なお、以上のデジタル値に変換された気体温度信号デジタル出力 $D_T$ は、気体流量測定装置10の外部に接続端子部18内の端子を介して取り出すことも可能である。

【0092】この場合、図10に示すように、デジタル演算回路140に気体温度信号デジタル出力 $D_T$ を入力

\* 換回路の基準電圧入力部、もう一つの電圧をアナログ・デジタル変換回路の変換入力部に接続することにより、気体温度検出信号を得ることができる。

【0079】図7は本発明の第1の実施形態である気体流量測定装置における気体温度検出回路のさらなる変形例の概略構成を示す図である。

【0080】図7に示す例は、図1に示した例に対して、気体温度検出抵抗体22と固定抵抗24との間に固定抵抗24aを追加して接続し、2つの固定抵抗24、24aの合成抵抗に現れる電圧 $V_4$ をアナログ・デジタル変換回路122の基準電圧入力部に供給する。

【0081】また、気体温度検出抵抗体22と2つの固定抵抗24、24aとの合成抵抗の両端に現れる電圧 $V_1$ に対応する電圧をアナログ・デジタル変換回路122の変換入力部に接続する。

【0082】上述した構成とすることにより、気体温度信号デジタル出力 $D_T$ は、次式(19)となる。

\* 抵抗24c及び24bが接続される。

【0086】さらに、図9の例においては、演算増幅器110の出力端子は演算増幅器25bの非反転入力端子に接続されるとともに、レベルシフト回路51の抵抗52、53を介して接地される。

【0087】また、固定抵抗24cと24bとの接続点は、演算増幅器25bの反転入力端子に接続され、この演算増幅器25bの出力端子は、パワートランジスタ26のベースに接続される。

30 【0088】また、演算増幅器25aの反転入力端子と出力端子との間に気体温度測定抵抗体22が接続される。

【0089】この図9に示した構成においても、すなわち、単純ブリッジ構成を変形したブリッジ回路を用いた構成でも、気体温度検出信号のデジタル出力を得ることは可能である。

【0090】この図9に示した例の構成の場合、気体温度デジタル出力 $D_T$ は次式(21)となる。

し、デジタル演算回路140においてゼロ・スパン調整して、デジタル・アナログ変換回路152に入力する。そして、このデジタル・アナログ変換回路152により、アナログ出力 $V_{\text{out}}$ を得る構成とすることが可能である。

【0093】また、図11に示すように、デジタル演算回路140の出力信号をパルス出力回路155に入力し、温度に対応した周波数やデューティ比を持つパルス出力 $F_{\text{out}}$ を得る構成とすることも可能である。

【0094】このうち、パルス出力回路155の例とし

て、デューティ比出力回路の構成を図12に示す。このデューティ比出力回路155は、カウンタ155aと、ダウンカウンタ155dと、NOT回路155cと、NOR回路155bと、OR回路155eとを備える。

【0095】なお、カウンタ155a及びダウンカウンタ155dの出力は2進数とする。

【0096】カウンタ155aでは、クロック信号を入力し、入力したクロック信号をカウントする。ただし、オーバーフローしたときは0に戻る。

【0097】このカウンタ155aの出力nビットと、カウンタ155aの入力クロック信号をNOR回路155cにより反転させた出力信号とを、NOR回路155bに入力する。

【0098】これにより、カウンタ155aの出力が $2^n - 1$ からオーバーフローして0に戻った時のみにNOR回路は“1”を出力する。このNOR回路155bの出力信号をダウンカウンタ155dのリセット信号とする。

【0099】ダウンカウンタ155dでは、カウンタ155aに入力されるクロック信号を、そのクロック信号として入力しており、NOR回路155bからのリセット信号が入力されたときに、デジタル演算回路140から供給される信号を入力値として受け入れる。そして、受け入れた入力値をカウンタ値とし、そのカウンタ値からクロック信号の入力毎に1ずつ引いていく。

【0100】ただし、ダウンカウンタ155dのカウント値が0になった場合、これ以上カウンタ値を引かずに0のままとする。このダウンカウンタ155dの出力信号をOR回路155eに入力することにより、カウンタ値が1以上であれば出力が“1”、カウンタ値が0であれば出力が“0”となる。

【0101】したがって、デューティ比出力回路155の入力をmとすると、出力のデューティ比は $m/2^n$ となる。参考として図13に、このデューティ比出力回路155の動作図を示す。

【0102】ところで、気体流量検出回路20の気体流量検出信号 $V_2$ の気体温度依存誤差は、一例として図14に示すように、例えば、25℃の場合はフラットな依存性を有し、80℃の場合は気体流量が増加するにつれ、誤差が曲線的に増加し、-30℃の場合は気体流量が増加するにつれ、誤差が曲線的に減少するというように、気体流量に対して依存性がある。

【0103】しかし、気体温度信号 $D_T$ を利用すれば、気体流量検出信号の気体温度依存誤差の低減が可能である。この温度依存誤差の低減を行なうための、回路構成の一例を図15に示す。

【0104】この構成は、図1に回路構成に加えて、流量検出回路20からの流量検出信号 $V_2$ 、つまり、気体温度測定抵抗22と固定抵抗24との接続点における電

圧 $V_2$ をアナログ・デジタル変換回路121に入力してデジタル値に変換する。そして、アナログ・デジタル変換回路121からの出力信号 $D_2$ をデジタル演算回路140に入力する。

【0105】また、アナログ・デジタル変換回路122の出力信号である気体温度検出信号 $D_T$ もデジタル演算回路140に入力する。

【0106】デジタル演算回路140は、入力信号 $D_2$ 及び $D_T$ を用いて、適切なプログラムにより、誤差特性を補正する演算を行ない、その出力信号 $D_{out}$ をデジタル・アナログ変換回路151に供給して、流量検出信号であるアナログ出力 $V_{out}$ を得る。

【0107】また、デジタル演算回路140からデジタル気体温度信号 $D_{T_{out}}$ を出力し、デジタル・アナログ変換回路152を介して、気体温度のアナログ出力 $V_{T_{out}}$ を得る構成とすることができる。

【0108】これらの回路の一部は例えば、1チップ集積回路100のように集積化可能である。この集積回路100は、演算増幅器25と、バッファ素子50と、アナログ・デジタル変換回路121、122と、デジタル演算回路140と、メモリ141と、デジタル・アナログ変換回路151、152と、定電圧電源回路160とを備える。

【0109】ここで、アナログ・デジタル変換回路121やデジタル・アナログ変換回路151、152の基準電圧電源として、温度に対する安定性の高い定電圧基準電源回路160を用いる。

【0110】この定電圧基準電源回路160は、例えば、バンドギャップ基準電源回路（バンドギャップ電圧源回路）を用いることにより実現することができる。

【0111】この定電圧基準電源回路160の概略構成を図16に示す。図16において、定電圧基準電源回路160は、ダイオード接続された2個のトランジスタ162、163と、演算増幅器161と、抵抗164、165、166とを備える。

【0112】そして、トランジスタ162のコレクタは演算増幅器161の非反転入力端子に接続されると共に、抵抗166、165、164を介してトランジスタ163のコレクタに接続される。

【0113】トランジスタ163のエミッタは、トランジスタ162のエミッタに接続されるとともに、定電圧基準電源回路160の一方の出力端子に接続される。

【0114】また、抵抗165と抵抗164との接続点は、演算増幅器161の反転入力端子に接続される。この演算増幅器161の出力端子は、抵抗166と抵抗165との接続点に接続されるとともに、定電圧基準電源回路160の他方の出力端子に接続される。

【0115】トランジスタ162に流れる電流とトランジスタ163に流れる電流とは、演算増幅器161を用いることにより、抵抗165、166の抵抗値により定

められる一定比率となる。

【0116】このとき、演算増幅器161の出力電圧は、トランジスタ163のベース・エミッタ間電圧及び抵抗164の電圧降下の和と、トランジスタ162のベース・エミッタ間電圧とが等しくなるような値となる。

【0117】抵抗164の電圧降下は、トランジスタ163とトランジスタ162のベース・エミッタ間電圧の差に等しく、これはサーマルボルテージ  $V_T = kT/q$  (ここで、 $V$ は電圧、 $k$ はボルツマン定数、 $T$ は温度、 $q$ は電子の電荷量) に比例した値となるので、抵抗165、抵抗166とトランジスタ163、トランジスタ162に流れる電流は1次の正の温度特性を有する。

【0118】一般に、ベース・エミッタ間電圧は負の温度特性を有することから、トランジスタ163、162のベース・エミッタ間電圧と、サーマルボルテージ  $V_T$  に比例する抵抗164の電圧降下との和であるバンドギャップ基準電源回路160の出力である基準電圧の温度係数は、抵抗164、165、166の抵抗値を変えることにより、ほぼ1次に近似、あるいはほとんどゼロとなるように設定できる。

【0119】図15において、デジタル演算回路140では、メモリである記憶装置141に記憶されている所定の演算プログラムにより、流量検出信号  $V_2$  のゼロ点、スパン調整、および、気体温度依存誤差の温度補正を次式(22)により計算し、デジタル出力  $D_{OUT}$  の結果を得る。

$$D_{out} = f(D_z, D_r) \quad \text{---(22)}$$

なお、この演算式  $f(D_z, D_r)$  におけるゼロ点、スパン、気体温度依存誤差の調整係数(定数)は記憶装置141に保存されている。

【0120】これらの調整係数は、気体流量測定装置10の出力特性調整時に外部から接続端子部18の端子を介して記憶装置141へ書き込まれる。また、デジタル演算回路140は、ゼロ点、スパンの1次式の演算のみならず、任意の非線形な演算が容易であるため、出力の調整において非線形調整を容易に行なうことが可能である。この非線形調整により調整精度は±2%以下となる。

【0121】デジタル演算回路140によって得た計算結果  $D_{OUT}$  はデジタル・アナログ変換回路151に入力され、気体流量に対応したアナログ電圧出力(流量検出信号出力)  $V_{OUT}$  を得る。上記式(22)による気体温度依存誤差の調整により、気体流量測定装置10の出力の気体温度依存誤差は、例えば図17に示すように小さくなる。つまり、気体温度が80℃の場合も、-30℃の場合も、気体流量の変化に対する誤差の変化は0に近くなり、誤差自身も小さくなる。

【0122】さらに、回路基板100の温度検出信号もデジタル演算回路140に入力することにより、基板温度依存誤差の低減も可能となる。この回路基板温度依存

誤差の低減を行なうための、回路構成の一例を図18に示す。

【0123】この図18に示した回路構成は、図15に示した例に対し、さらに、回路基板100内に温度センサ130と、この温度センサ130の出力  $V_{Tint}$  をデジタル値に変換するアナログ・デジタル変換回路124を追加し、温度センサ130のデジタル出力  $D_{Tint}$  をデジタル演算回路140に入力する構成である。

【0124】デジタル演算回路140では、記憶装置141に記憶されている所定の演算プログラムにより、流量検出信号  $V_2$  のゼロ点、スパン調整、および、気体温度依存誤差や基板温度依存誤差の補正を次式(23)により計算し、デジタル出力  $D_{OUT}$  を得る。

$$D_{out} = f(D_z, D_r, D_{Tint}) \quad \text{---(23)}$$

図18に示した回路構成により、基板温度依存誤差の低減が可能となる。

【0125】ところで、気体温度や回路基板温度の温度変化に対する回路出力の応答時間は、アナログ・デジタル変換回路の変換時間に比べ、十分長いので、これらの温度をアナログ・デジタル変換回路においてデジタル変換するとき、アナログ・デジタル変換回路を、気体温度検出信号の変換回路と温度センサの変換回路とに兼用させて、スイッチで入力を切り替えながらデジタル出力しても良い。

【0126】このように構成すれば、アナログ・デジタル変換回路を一つ省略することができる。

【0127】このアナログ・デジタル変換回路を兼用させる例を図19に示す。図19において、気体流量検出回路20からの電圧  $V_3$  と定電圧基準電源回路160からの基準電圧とをスイッチ172で切り替えてアナログ・デジタル変換回路122の基準電圧入力部に供給する。また、気体流量検出回路20の電圧  $V_1$  のレベルシフト出力  $V_r$  と回路100内の温度センサ130の出力  $V_{Tint}$  とをスイッチ171で切り替えてアナログ・デジタル変換回路122の変換入力とする。

【0128】スイッチ171と172を連動させて切り替えることにより、つまり、スイッチ171がレベルシフト  $V_r$  側の場合、スイッチ172は電圧  $V_3$  側に設定され、スイッチ171が温度センサ130側に切り替えられると、スイッチ172も低電圧電源回路160側に切り替えられることにより、気体温度と回路基板温度の各検出信号を切り替えてデジタル出力させることができる。

【0129】なお、図15に示した例は、図1に示した例に対して温度依存誤差の補正をする例であるが、図5に示した例についても温度依存誤差の補正を行うことができる。

【0130】つまり、図5に示したデジタル演算回路142の出力信号をアナログ・デジタル変換回路122に

10

20

30

40

50

供給し、発熱抵抗体21と固定抵抗23との接続点の電圧をアナログ・デジタル変換回路121に供給する構成とすれば、図5に示した例についても温度依存誤差の補正を行うことができる。

【0131】また、図18及び図19に示した例についても、図5に示した例に適用することができる。

#### 【0132】

【発明の効果】本発明によれば、簡単な構成で、コスト上昇が小さく、容易でありながら高精度の気体温度検出信号を取り出すことが可能なデジタル回路を有する気体

流量測定装置を実現することができる。

【0133】また、気体温度、基板温度検出信号から、気体流量検出信号の気体温度や、回路基板温度の変化により生じる2つの温度依存誤差を、低コストで高精度に補正することができる。

#### 【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の第1の実施形態である気体流量測定装置における気体温度検出回路の概略構成を示す図である。

【図2】第1の実施形態である気体流量測定装置を気体

通路ボディに実装した状態の概略断面図である。

【図3】図1の構成における気体温度信号デジタル出力と気体温度との関係を概略的に示すグラフである。

【図4】本発明の第1の実施形態における変形例を示す図である。

【図5】本発明の第2の実施形態である気体流量測定装置における気体温度検出回路の概略構成を示す図である。

【図6】本発明の第2の実施形態における変形例を示す図である。

【図7】本発明による第1の実施形態のさらなる変形例の概略構成を示す図である。

【図8】本発明による第1の実施形態のさらなる変形例の概略構成図である。

【図9】本発明による第1の実施形態のさらなる変形例の概略構成図である。

【図10】本発明による気体温度検出信号を外部へ出力するための回路の概略図である。

\*【図11】本発明による気体温度検出信号を外部へ出力するための回路の他の例の概略図である。

【図12】デューティ比出力回路の概略構成図である。

【図13】デューティ比出力回路の動作図である。

【図14】気体流量検出回路出力の気体温度依存誤差の一例を示すグラフである。

【図15】本発明による気体流量測定装置に用いる温度依存誤差を低減する回路の概略構成図である。

【図16】定電圧基準電源回路の一例の概略構成図である。

【図17】本発明による気体流量測定装置出力の気体温度依存誤差を低減する回路の一例を示す図である。

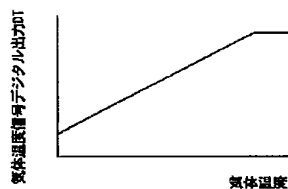
【図18】本発明による気体流量測定装置出力の気体温度依存誤差を低減する回路の他の例を示す図である。

【図19】本発明による気体流量測定装置出力の気体温度依存誤差を低減する回路のさらに他の例を示す図である。

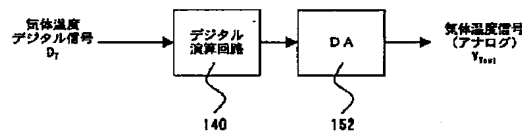
#### 【符号の説明】

10	気体流量測定装置
20	気体流量検出回路
21	発熱抵抗体
22	気体温度測定抵抗体
23、24	固定抵抗
25	演算増幅器
26	パワートランジスタ
50	バッファ
51	レベルシフト回路
52、53	抵抗
100	1チップ集積回路
121、122	アナログ・デジタル変換回路
124	アナログ・デジタル変換回路
130	温度センサ
140	デジタル演算回路
141	メモリ
151、152	デジタル・アナログ変換回路
155	パルス出力回路
160	定電圧電源回路

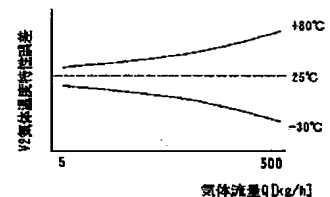
【図3】



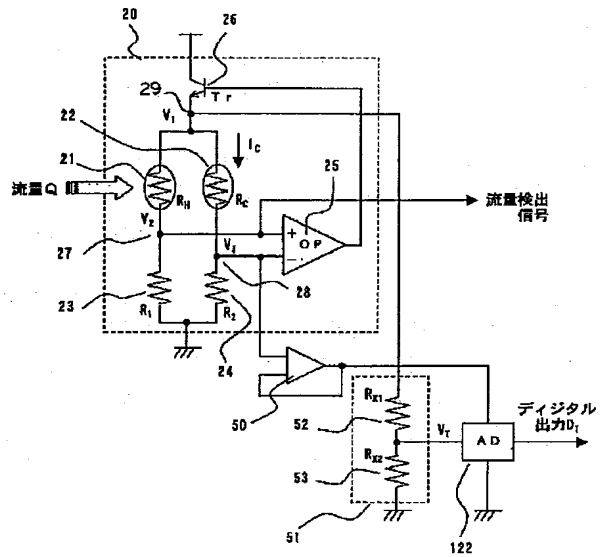
【図10】



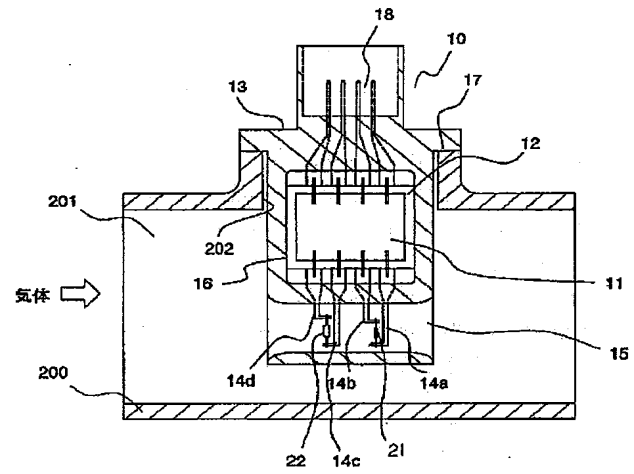
【図14】



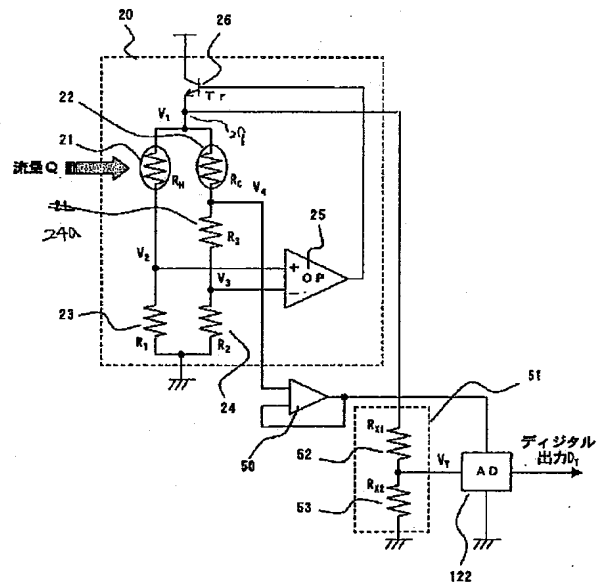
【図1】



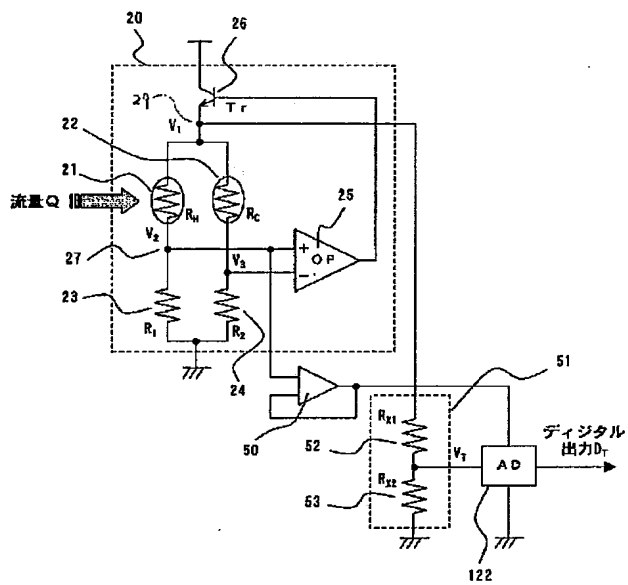
【図2】



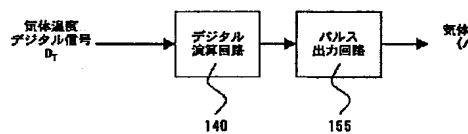
【図7】



【図4】



【図11】



【図17】

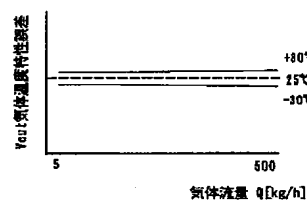
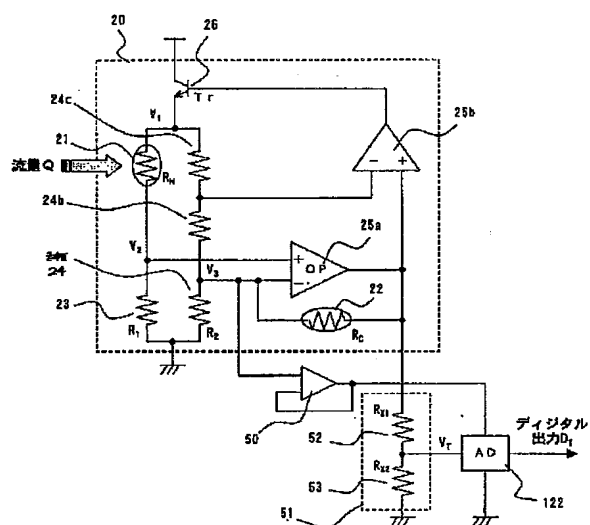


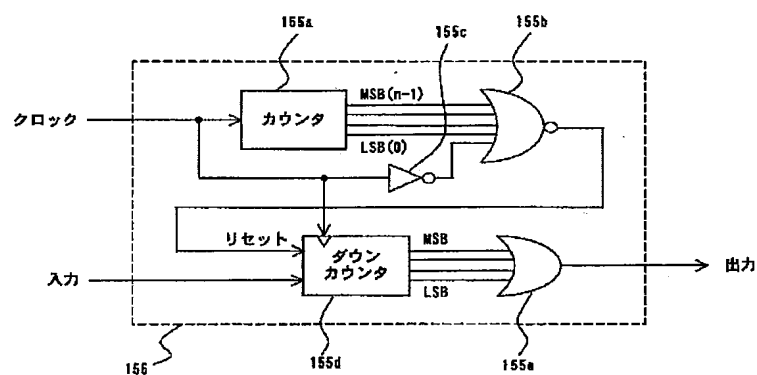
Figure 1 is a block diagram of a flow rate measuring device. The device includes a flow rate sensor (20) which is connected to a differential amplifier (25). The sensor (20) contains two pressure sensors (21, 22) and two resistors (23, 24). The output of the differential amplifier (25) is a signal (26) which is converted to a digital value (D<sub>T</sub>) by an A/D converter (122). The digital value (D<sub>T</sub>) is then processed by a digital flow rate calculation circuit (142) to produce the final output (D<sub>T</sub> = D<sub>T1</sub>/D<sub>T2</sub>). The circuit also includes a reference voltage source (27) and a feedback loop (28) with resistors (R<sub>X1</sub>, R<sub>X2</sub>) and a feedback resistor (R<sub>F</sub>).

Figure 1 is a block diagram of a digital output type flow rate measuring device. The device includes a flow rate sensor (20) which contains two pressure sensors (21, 22) and two resistors (23, 24). The sensor is connected to a differential amplifier (25) which outputs a voltage signal (V\_T) to an A/D converter (50). The A/D converter outputs a digital signal (D\_T) to a digital output (122).

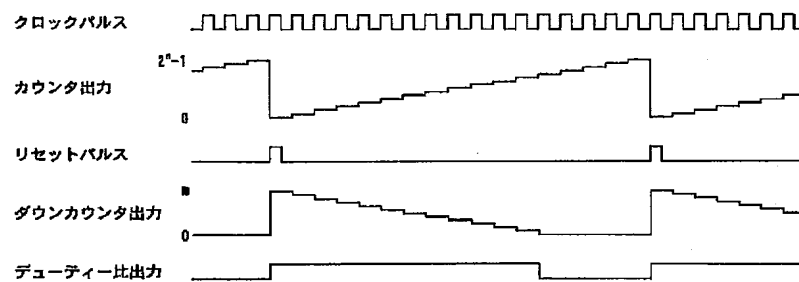
【図9】



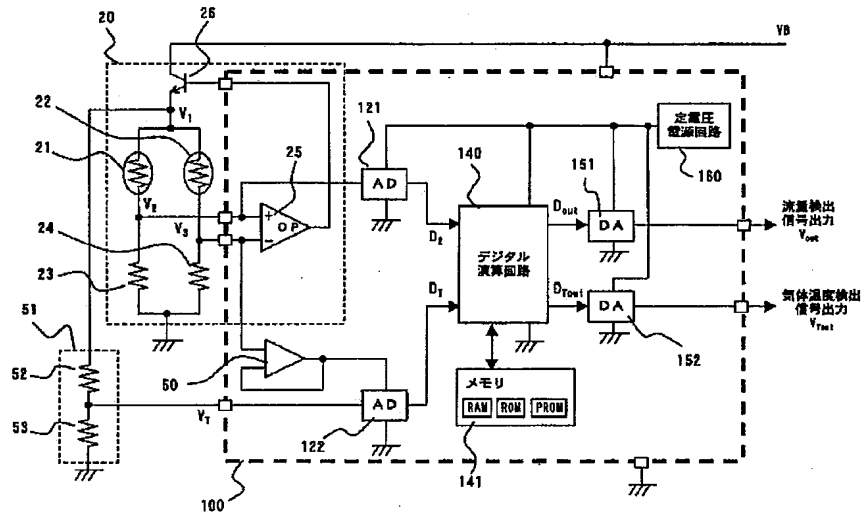
【図12】



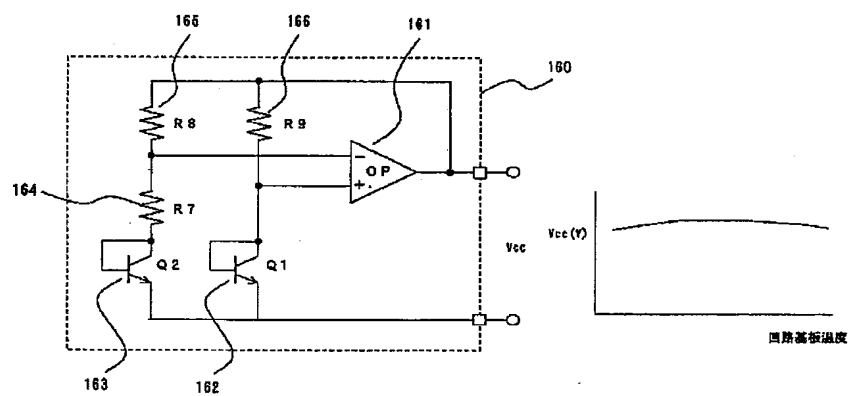
【図13】



【図15】

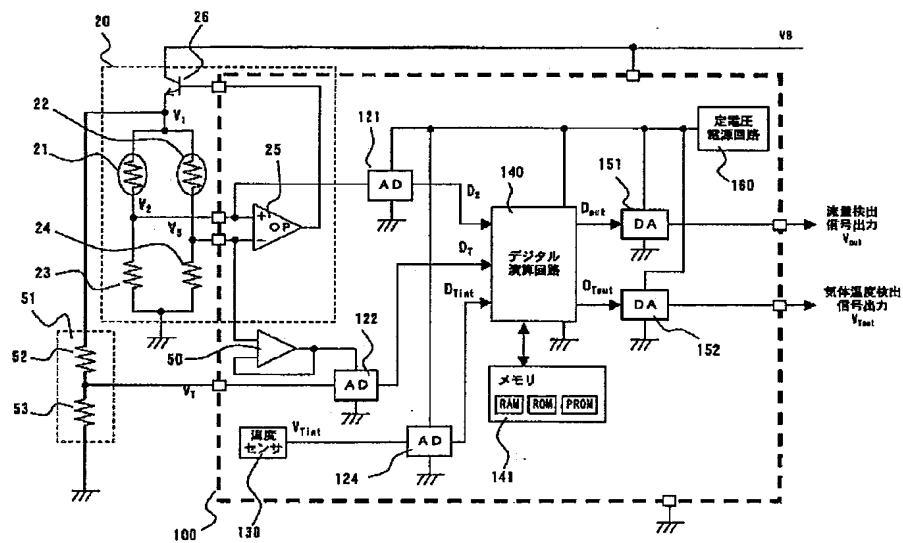


【図16】





【図18】



【図19】

